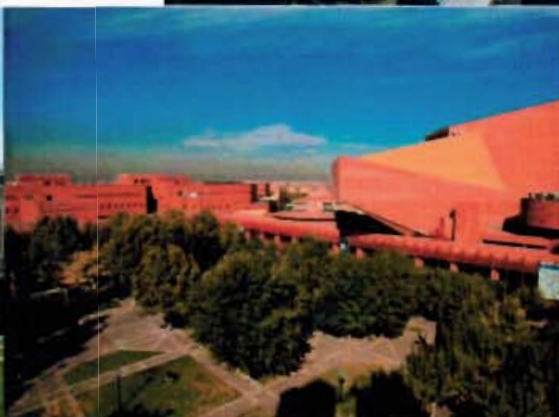


www.ursi2011.org



UNIÓN CIENTÍFICA
INTERNACIONAL DE RADIO



LIBRO DE ACTAS

URSI

leganés 2011



XXVI EDICIÓN DE URSI

Y WORKSHOP INTERNACIONAL EN INGENIERÍA EN FRECUENCIAS DE THZ

6 - 9 de septiembre de 2011

ORGANIZA



Universidad
Carlos III de Madrid

LIBRO DE ACTAS DEL
XXVI SIMPOSIO DE LA URSI

Universidad Carlos III de Madrid

**EDITORIAL
Copy Red, S.A.**

C\ Daoiz, 22
28903 Getafe (Madrid)
Tel.: 91 689 50 47 - Fax: 91 693 71 25
I.S.B.N.: 978-84-933934-4-1

URSI

leganés 2011

XXVI EDICIÓN DE URSI



Universidad
Carlos III de Madrid



UNIÓN CIENTÍFICA
INTERNACIONAL DE RADIO

PORTADA

BIENVENIDA

COMITÉ ORGANIZADOR

COMITÉ CIENTÍFICO

REVISORES

ESQUEMA DE PROGRAMA

PONENTES INVITADOS

ÍNDICE DE SESIONES

ÍNDICE DE AUTORES

PATROCINAN

COLABORAN

Pinche en el título para ver el
archivo correspondiente

COMPONENTES Y CIRCUITOS ACTIVOS DE MICROONDAS: TRANSMISORES DE ALTA EFICIENCIA A

ANÁLISIS COMPARATIVO DE SEÑALES TIPO CHIRP Y MULTISINE PARA LA LINEALIZACIÓN DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA

*Leticia Aladrén, Paloma García-Dúcar, Jesús de Mingo Sanz, Pedro Luis Carro, César Sánchez-Pérez
Dpto. de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones, Universidad de Zaragoza
Instituto de Investigación en Ingeniería de Aragón (I3A)*

AMPLIFICADOR DE POTENCIA CLASE F A 1.64 GHZ CON CONTROL DE ARMÓNICOS

*David Tena Ramos, Moisés Patiño Gómez, Francisco Javier Ortega González, José Manuel Pardo Martín
y César Benavente Peces
Universidad Politécnica de Madrid, Grupo de Ingeniería de Radio, EUIT de Telecomunicación*

AMPLIFICADOR CLASE J EN UHF A GAN HEMT CON PAE SUPERIOR A 80%

*Leysi Rizo, Santiago Crespo, María de las Nieves Ruiz, José Angel García
Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria*

TRANSMISOR POLAR CLASE E³ EN UHF SOBRE TECNOLOGÍA GAN HEMT

*José A. García, Lorena Cabria, Nieves Ruiz, Leysi Rizo, Reinel Marante
Dpto. Ing. Comunicaciones, Universidad de Cantabria*

CONVERTIDOR CONTÍNUA-CONTÍNUA ASISTIDO LINEALMENTE PARA APLICACIONES DE ENVELOPE TRACKING

*Pablo F. Miaja, Miguel Rodríguez, Alberto Rodríguez, Javier Sebastián
Universidad de Oviedo, Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación*

SESIÓN III

AMPLIFICADOR DE POTENCIA CLASE F A 1.64 GHz CON CONTROL DE ARMÓNICOS

David Tena Ramos, Moisés Patiño Gómez, Francisco Javier Ortega González,
José Manuel Pardo Martín y César Benavente Peces.
dtenaramos@gmail.com, moisespatino@alumnos.upm.es, fjortega@diac.upm.es,
jmpardo@diac.upm.es, cbpeces@ics.upm.es.
Universidad Politécnica de Madrid, Grupo de Ingeniería de Radio, EUIT de Telecomunicación,
Carretera de Valencia Km. 7, 28031, Madrid, España.

Resumen- This paper presents a high-power high efficiency PA design method using load pull technique. Harmonic impedance control at the virtual drain is accomplished through the use of tunable pre-matching circuits and modeling of package parasitics. A 0.5 μm GaN high electron mobility transistor (HEMT) is characterized using the method, and load-pull measurements are simulated illustrating the impact of varying 2nd and 3rd harmonic termination. These harmonic terminations are added to satisfy conditions for class-F load pull. The method is verified by design and simulation of a 40-W class-F PA prototype at 1.64 GHz with 76% drain efficiency and 10 dB gain (70% PAE).

I. INTRODUCCIÓN

En los sistemas de comunicación modernos se pretende que el amplificador de potencia ofrezca un alto rendimiento, una alta linealidad y bajos niveles a los armónicos de salida simultáneamente. Para incrementar el rendimiento de un amplificador de potencia es posible aplicar clases de amplificación conmutadas, como clase D, E o F. Estos modos de amplificación hacen trabajar al transistor en la zona de saturación lo que provoca una baja linealidad y, por ello, no son adecuados para reemplazar a los amplificadores de potencia lineales presentes en los transmisores de comunicaciones convencionales, cuando la señal de envolvente no sea constante. Sin embargo, para obtener tanto una buena linealidad como un alto rendimiento, existen arquitecturas de transmisores avanzados como Doherty, LINC (Linear Amplification Using Nonlinear Components) o EER (Envelope Elimination and Restoration) junto con predistorsión digital [1], en los que se pueden utilizar estos amplificadores de potencia de alto rendimiento no lineales.

El funcionamiento en alto rendimiento de un amplificador de potencia se puede conseguir mediante el control de los armónicos y de la carga a la frecuencia fundamental. En este paper se diseña un amplificador clase F empleando un método simple y de bajo coste para el control y la variación sistemática de las impedancias armónicas basado en el diagrama de bloques de la Fig. 1 [2]. Convencionalmente, la impedancia de salida a la frecuencia fundamental queda referenciada al plano P3 y las impedancias a las frecuencias armónicas son referidas al plano P1. Este plano de referencia es intrínseco al dispositivo y se conoce como drenador virtual. Simétricamente se define el plano de referencia de la puerta como puerta virtual. Las terminaciones armónicas

deben quedar definidas en estos planos para conseguir el funcionamiento del amplificador. Gracias al modelo del encapsulado ofrecido por el fabricante y a la medida de la capacidad de salida, se puede hallar la impedancia en el plano P1 basándose en la impedancia medida en el plano 3.

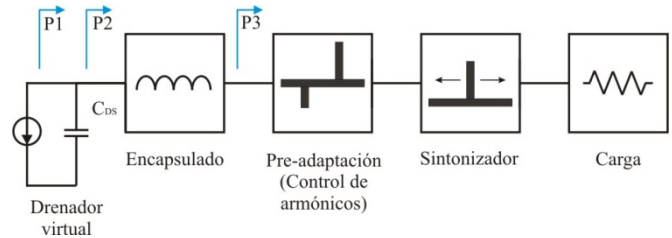


Fig. 1. Diagrama de bloques de la red de salida de un sistema "load pull"

Realmente, el rendimiento del amplificador se ve limitado por la capacidad drenador-fuente del transistor, C_{ds} , y su resistencia de conducción, R_{on} . La capacidad C_{ds} dificulta la posibilidad de controlar los armónicos de la red de carga. Un dispositivo cuya frecuencia máxima sea muy alta comparada con la frecuencia de funcionamiento ayuda a generar armónicos de alto orden necesarios para conformar las ondas. A este respecto, los transistores de GaN HEMT son buenos candidatos para amplificadores clase F. Los transistores de GaN han demostrado una densidad de potencia notablemente más alta que sus homólogos de GaAs y Si [3], dando como resultado capacidades de entrada y de salida más bajas para la misma potencia de salida. Como los LDMOS, tienen tensiones de ruptura muy altas y consecuentemente impedancias de drenador más grandes a la frecuencia de funcionamiento.

La primera sección de este paper hará referencia a la amplificación en clase F. Posteriormente, se dará un repaso sobre los transistores de potencia y las características del encapsulado. La sección 4 presentará el diseño de las redes de carga. Los resultados de la simulación load pull bajo la variación de las condiciones de los armónicos será presentado en la sección 4. Por último se mostrará el banco de pruebas que evaluará el prototipo.

II. AMPLIFICACIÓN CLASE F

Un amplificador clase F puede conseguir un rendimiento de drenador teórico del 100% dando forma a las ondas de tensión y corriente en el drenador virtual [4]. Cuando el

transistor está trabajando entre saturación y la zona de corte (cutoff), la forma de onda de tensión se asemeja a una onda cuadrada, y la forma de onda de corriente puede ser representada como una onda sinusoidal rectificada (Fig. 2). Debido a que las formas de onda de tensión y de corriente no se solapan, se evita la disipación de potencia en la conmutación. La forma de onda de tensión cuadrada contiene sólo frecuencias armónicas impares, lo que significa un circuito abierto en el drenador virtual del transistor (P1). La forma de onda de corriente sólo contiene armónicos pares, lo que requiere que todos los armónicos pares presente un cortocircuito en el drenador virtual.

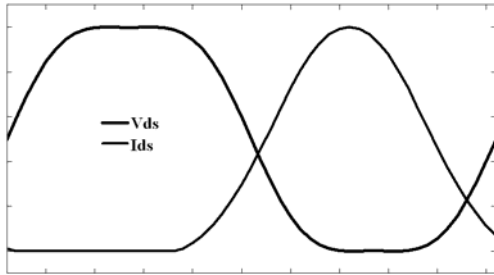


Fig. 2. Formas de onda de un amplificador clase F

En un amplificador de RF, no es práctico cargar en un número infinito de armónicos. Raab [5, 6] ha demostrado que la mayor parte del aumento del rendimiento debido a la conformación de onda puede ser realizada con sólo la presencia de unos pocos armónicos correctamente terminados. Las impedancias de la red de carga a la frecuencia fundamental y a los armónicos en clase F para controlar las formas de onda de tensión y de corriente del dispositivo con el objetivo de obtener el máximo rendimiento son iguales a:

$$Z_{net}(\omega_0) = R = \frac{8 V_{dd}}{\pi^2 I_0} \quad (1)$$

$$Z_{net}(2n\omega_0) = 0 \quad \text{para armónicos pares} \quad (2)$$

$$Z_{net}[(2n+1)\omega_0] = \infty \quad \text{para armónicos impares} \quad (3)$$

donde R es la impedancia de la red de carga a la frecuencia fundamental (o resistencia de la línea de carga óptima), V_{dd} es la tensión de alimentación e I_0 es la componente de corriente continua [7].

El funcionamiento en clase F (tensión cuadrada) se ha empleado para conseguir más de un 80% de PAE a 2 GHz con una potencia de salida de 16.5 W en [8] mediante el control de las impedancias a 2°, 3° y 4° armónico. En [9] se presenta un diseño de amplificador de potencia en clase F inversa (corriente cuadrada) con terminación multi-armónica que emplea un transistor GaN que opera a 2.5 GHz y ofrece una potencia de salida de 12.7 W con 0.5 W de potencia de entrada y un 73.5% de PAE. Esta clase de funcionamiento proporciona como beneficio que la impedancia de carga a la frecuencia fundamental es alta y reduce la sensibilidad a la resistencia de conducción del transistor [10].

III. TRANSISTORES DE ALTA POTENCIA Y ENCAPSULADO

La habilidad para controlar las impedancias vistas a los armónicos en el drenador virtual está determinada por las características del dispositivo y del encapsulado. El transistor empleado en este paper es el RF3931 de RFMD. Se trata de un transistor con tecnología GaN HEMT sobre SiC capaz de

ofrecer 40W a su salida con 15dB de ganancia a 2GHz [11]. La die del transistor presenta una capacidad de salida de 2.7pF. El fabricante ofrece tanto el modelo no lineal del transistor, como el modelo de la die y el encapsulado.

El diseño se ha simulado en AWR. Los puertos son desempotrados de los planos P1 y P3 de la Fig. 1. El objetivo del análisis es determinar que impedancia debería ser presentada por la red de carga en P3 para conseguir un circuito abierto y un cortocircuito a los armónicos en el drenador virtual (P1). En la Fig. 3 se puede ver las transformaciones de impedancia provocadas por el encapsulado y la capacidad interna, siendo la frecuencia fundamental de 1.64 GHz.

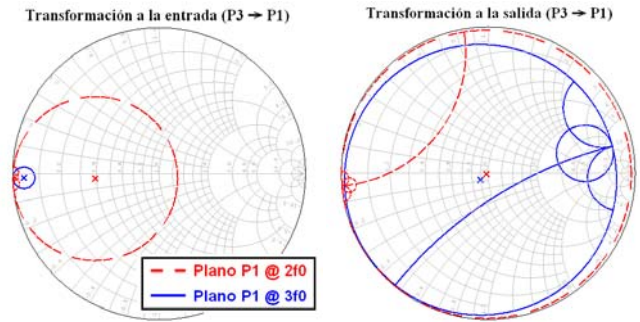


Fig. 3. Transformación de impedancias de P3 a P1

Se pueden obtener las siguientes conclusiones:

- A la entrada, el encapsulado junto con la capacidad de entrada, C_{gs} , provoca que sea imposible fijar un circuito abierto para el tercer armónico.
- A la salida ofrece una buena aproximación para generar circuitos abiertos o cortocircuitos tanto a $2f_0$ como a $3f_0$.

Por consiguiente, el encapsulado y las capacidades internas de transistor ponen impedimentos a la hora de controlar fácilmente las impedancias a los armónicos en la puerta y drenador virtuales.

IV. PROCEDIMIENTO DE DISEÑO DEL CLASE F

La mayoría de los modelos de transistor no lineales fallan al reproducir el comportamiento del transistor a frecuencias armónicas y bajo una fuerte compresión. En otros casos, los modelos no lineales no están disponibles. Por ello, el método load pull se emplea normalmente junto con métodos analíticos en el diseño de amplificadores de alta potencia. El método load pull tradicional hace uso de sintonizadores mecánicos con el que varían la impedancia de puerta y de drenador. El rendimiento del transistor se mide sobre una constelación de impedancias a la frecuencia fundamental mientras que las impedancias armónicas se permiten variar arbitrariamente.

El método load pull armónico tiene en cuenta, además de la impedancia a la frecuencia fundamental, las impedancias a los armónicos. Existen sintonizadores mecánicos capaces de controlar la impedancia de carga tanto a la frecuencia fundamental como a los armónicos. Sin embargo una solución más común y de menor coste es el control de los armónicos a través de un circuito resonante. En microondas, el control de la impedancia a los armónicos se realiza mediante stubs de longitud $\lambda/4$ a la frecuencia armónica situados a una distancia concreta con respecto al plano de referencia, como se muestra en la Fig. 4.

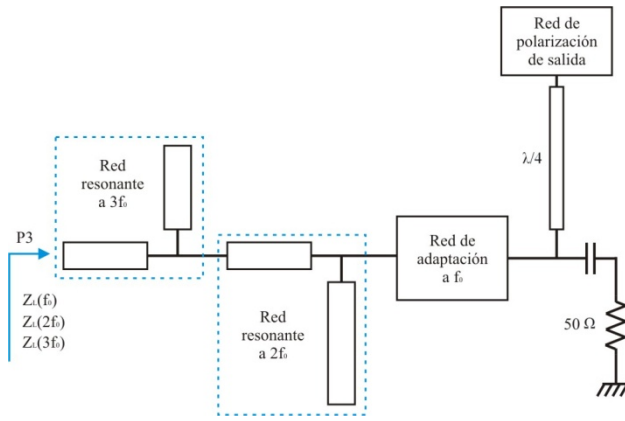


Fig. 4. Red de adaptación a la salida con control de armónicos

El objetivo perseguido en el diseño del amplificador clase F es maximizar el rendimiento sin comprometer demasiado la ganancia del transistor. Gracias al modelo del encapsulado y de la die del transistor, para la medida de la capacidad interna, proporcionados por el fabricante, se ha simulado la red de carga necesaria para fijar las impedancias a los armónicos. En la Fig. 5 se muestra las impedancias fijadas a los armónicos.

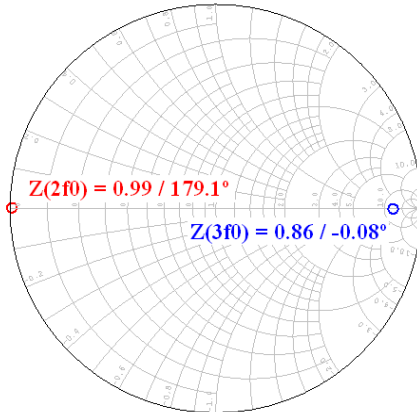


Fig. 5. Impedancias armónicas vistas en el plano P1.

V. RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DEL CLASE F

La forma de onda de tensión en el drenador virtual es la que se muestra en la Fig. 6, para una tensión de alimentación V_{dd} de 40 V. En cambio, la forma de onda de corriente en el drenador virtual no es accesible y no puede ser representada en el plano P1.

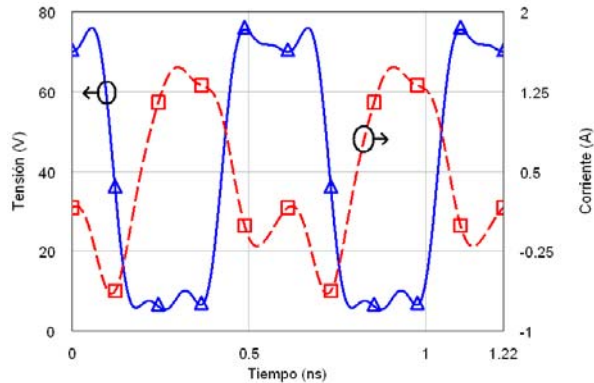


Fig. 6. Forma de onda de tensión en el drenador virtual (P1) y de corriente en el plano P2.

Las Fig. 7 y 8 representan los resultados de las simulaciones de la ganancia, potencia de salida, rendimiento de drenador y PAE en función de la potencia de entrada y en función de la frecuencia. El amplificador ofrece una PAE del 70% y un 76% de rendimiento de drenador para una potencia de entrada de 36 dBm. La potencia de salida medida es aproximadamente de 46 dBm.

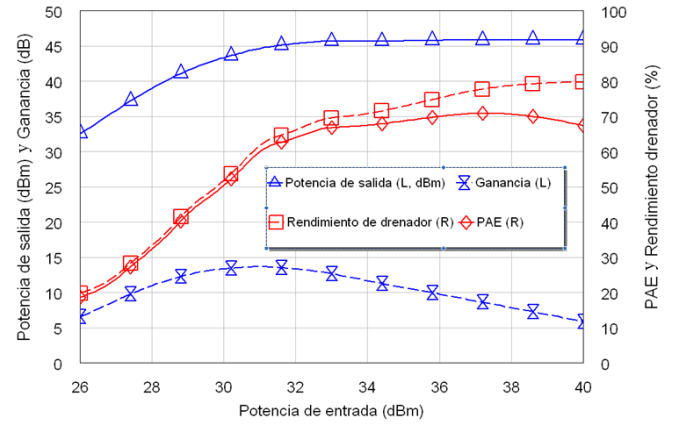


Fig. 7. Simulación de la potencia de salida, ganancia, PAE y rendimiento de drenador en función de la potencia de entrada

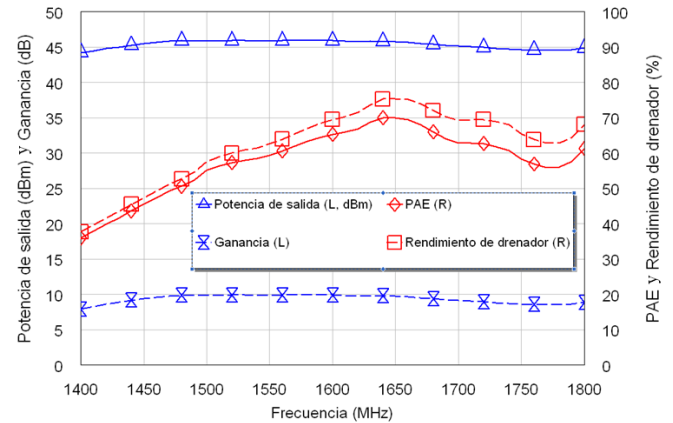


Fig. 8. Simulación de la potencia de salida, ganancia, PAE y rendimiento de drenador en función de la frecuencia ($P_{in} = 36$ dBm)

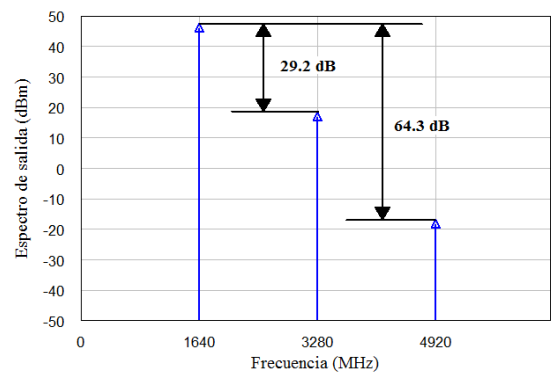


Fig. 9. Simulación del espectro de salida del amplificador clase F.

El amplificador permanece saturado por encima de los 33 dBm, como se puede ver en la ganancia de compresión. En la Fig. 9 se muestra el espectro a la salida del amplificador. La atenuación al segundo y tercer armónico a la salida es de -29.2dBc y -64.3dBc respectivamente, lo que indica que la mayoría de los armónicos son reinyectados en el amplificador de potencia como era de esperar.

VI. BANCO LOAD PULL Y PROTOTIPO

A partir de las simulaciones realizadas se ha implementado la red de carga que consigue fijar las impedancias necesarias a los armónicos. La Fig. 10 muestra el banco de medida load pull aplicado a un primer prototipo. Un generador de señal ofrece la potencia necesaria para atacar al driver generando la potencia suficiente para mover la puerta del transistor. Gracias a unos sintonizadores mecánicos manuales se puede sintonizar una constelación de impedancias de puerta y de drenador a la frecuencia fundamental para conseguir el máximo rendimiento y/o la máxima potencia. Estos sintonizadores se conectan al prototipo que ya presenta las redes de pre-adaptación a los armónicos para trabajar en clase F. La medida de potencia de RF se realiza mediante un analizador de espectros.

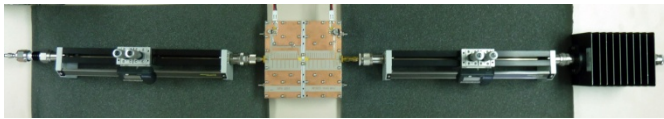


Fig. 10. Sistema de medida load pull

Con el fin de conocer cuál es la impedancia vista en el P3 a la que se consigue máxima potencia o máximo rendimiento se empleará un analizador de redes y el simulador AWR. Para conseguir buenos resultados con la medida load pull, hay que tener especial cuidado en la calibración de cada una de las partes del sistema. El prototipo se ha diseñado por bloques (un circuito de entrada, un circuito de salida y un bloque para el dispositivo activo) conocido como “break-apart fixtures” [12], permitiendo medir los parámetros S empleando un kit de calibración TRL [13]. Este tipo de calibración permite eliminar los efectos de polarización y pre-adaptación de cada una de las partes del circuito. Con la medida obtenida en el analizador de redes y un programa de simulación capaz de desempotrar el efecto del encapsulado del dispositivo se pueden conocer las impedancias óptimas requeridas para conseguir el objetivo, tanto a la frecuencia fundamental como a los armónicos.

VII. CONCLUSIONES

En este paper se ha diseñado un amplificador de potencia de alto rendimiento clase F a 1.64 GHz empleando la tecnología GaN. Para determinar las cargas óptimas de puerta y de drenador se ha empleado la simulación de un método load pull con control de armónicos a través de una red de pre-adaptación. Destacar la gran influencia del encapsulado a la hora de fijar las impedancias a los armónicos.

Los resultados de las simulaciones hacen prever un buen funcionamiento en el prototipo real: se ha medido una PAE y un rendimiento de drenador de 70% y 76% respectivamente para una potencia de entrada de 36 dBm. La ganancia fue de 10 dB con una potencia de salida de 46 dBm. La atenuación de los armónicos a la salida es de -29.2dBc y de -64.3dBc al segundo y tercer armónico respectivamente.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo forma parte de los resultados del proyecto de investigación financiado por el MCINN con referencia TEC2009-14307-C02-02 y TECMUSA PSS-370000-2009-45/46/47.

REFERENCIAS

- [1] L. R. Kahn, “Single-sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration”, *IEEE Proc. of the IRE*, vol. 40, no. 7, Jul 1952.
- [2] J. Hoversten, M. Roberg, and Z. Popovic, “Harmonic load pull of high-power microwave devices using fundamental-only load pull tuners,” *ARFTG Microwave Measurement Symp. Dig.*, Anaheim, CA, USA, pp. 1–4, May 2010.
- [3] Y.-F. Wu, A. Saxler, M. Moore, R. P. Smith, S. Sheppard, P. M. Chavarkar, T. Wisleder, U. K. Mishra, and P. Parikh, “30-W/mm GaN HEMTs by field plate optimization,” *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 25, no. 3, pp. 117-119, Mar 2004.
- [4] F. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. Kenington, Z. Popovic, N. Potheary, J. Sevic and N. Sokal, “Power amplifiers and transmitters for RF and microwave,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 3, pp. 814-826, Mar 2002.
- [5] F. Raab, “Class-E, Class-C, and Class-F power amplifiers based upon a finite number of harmonics,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 8, pp. 1462-1468, Aug 2001.
- [6] F. H. Raab, “Maximum efficiency and output of class-F power amplifiers,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions*, vol. 49, no 6, pp. 1162-1166, Jun 2001.
- [7] A. Grebennikov and N. O. Sokal, *Switchmode RF Power Amplifiers*, Newnes, New York, 2007.
- [8] D. Schmelzer and S. Long, “A GaN HEMT class F amplifier at 2 GHz with greater than 80% PAE,” *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 42, no. 10, pp. 2130-2136, Oct 2007.
- [9] D. Y.-T. Wu, S. Boumaiza, “10W GaN Inverse Class F PA with Input/Output Harmonic Termination for High Efficiency WiMAX Transmitter,” *Wireless and Microwave Technology, IEEE Conference of*, no. 1, Apr 2009.
- [10] Y. Y. Woo, Y. Yang, and B. Kim, “Analysis and experiments for high-efficiency class-F and inverse class-F power amplifiers,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 5, pp. 1969-1974, May 2006.
- [11] RF Micro Devices, “RFMD Data Sheet,” online, accedido el 15/4/11, Abril 2011, <http://www.rfmd.com/CS/Documents/RF3931DS.pdf>.
- [12] N. Lopez, J. Hoversten, and Z. Popovic, “Design method for UHF class-E power amplifiers,” *Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, IEEE Annual*, pp. 1-4, Oct 2009.
- [13] G. F. Engen and C. A. Hoer, “Thru-Reflect-Line: An improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 987-993, Dec. 1979.

URSI

leganés 2011

XXVI EDICIÓN DE URSI



I.S.B.N.: 978-84-933934-4-1



9 788493 393441

COLABORAN



PATROCINAN



EADS



SETUP
ELECTRONICA